đ

基于状态反馈线性化的矩阵变换器非线性控制

潘月斗,郭 凯,陈继义,徐 杰 (北京科技大学 自动化学院,北京 100083)

摘要:针对矩阵变换器输出电流易受电网电压、负载不对称影响的问题,设计了一种基于状态反馈线性化的 矩阵变换器非线性控制器,实现对输出电流的实时准确的跟踪。根据矩阵变换器的拓扑结构,构建矩阵变换 器的输出端数学模型。利用 Park 变换将该数学模型变换为标准的仿射非线性系统,构建了反馈线性化控制 器。利用 MATLAB/Simulink 将采用所设计的控制器的矩阵变换器与传统矩阵变换器进行仿真对比。仿真结 果表明,设计的控制器有效地改善了系统在三相输入电压不对称、三相负载不平衡的非正常工况下的输出电 流性能。将设计的控制器应用在搭建的矩阵变换器样机上,样机调试结果进一步说明了所设计的控制器的 可行性。

关键词:矩阵变换器;双空间矢量调制;仿射非线性系统;非线性系统;状态反馈线性化;控制 中图分类号:TM 72 文献标识码:A DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.05.012

0 引言

矩阵变换器 MC(Matrix Converter)是一种复杂的柔性电力电子变换器,具有体积小、功率因数高等优点,在交-交变换领域具有广泛的发展前景^[1-3]。

矩阵变换器由于省略了中间储能环节,输出电流 性能非常容易受到输入电压畸变、三相负载不对称等 非正常工况的影响[4]。针对上述问题,文献[5]提出 一种新的非正常输入电压表示方法以及抗扰分量的 概念,通过在整流调制矢量中引入抗扰分量来提高双 级矩阵变换器的输出波形质量,但是低次谐波较多。 文献[6]采用输入电压不平衡补偿的双电压合成控制 方法,通过输入电流调制策略进行控制,但是缺乏负 载失衡条件下的仿真实验验证,仅对电网不对称进行 了理论分析和仿真。文献[7]提出了一种考虑输入 线电压干扰的补偿算法,系统的控制律十分复杂,涉 及指数运算,不适合在线控制,且全文仅对线电压干 扰进行了仿真分析和实验,对负载电机的参数变化没 有加以实验验证。文献[8]采用输出电压前馈补偿 策略来改善矩阵变换器在非正常工况下的输出性 能,但是开关频率不固定,且算法较复杂,不易实现。 文献[9]引入了非线性控制中的无源性理论,建立了 矩阵变换器的输出端数学模型,采用重新分配系统能 量和阻尼使系统达到预期的效果。文献[10]建立了 矩阵变换器输出端欧拉-拉格朗日无源控制模型,设 计出控制器,提高了系统的动态性能。

收稿日期:2014-04-16;修回日期:2015-04-15

基金项目:中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(FRF-AS-09-006B);北京市重点学科共建项目(XK100080537) Project supported by the Fundamental Research Funds for the Central Universities(FRF-AS-09-006B) and Key Discipline Project of Beijing(XK100080537) 分析上述控制方法的优势和不足,本文首先建 立了矩阵变换器输出端的仿射非线性模型,然后通 过坐标变换,得到 dq 坐标下的数学模型,通过状态 反馈线性化将其转化成线性系统,得到新的状态变 量。在设计出状态变量后,最后进行控制器的设计, 实现对矩阵变换器的输出电流控制。由于反馈线性 化与传统的利用泰勒级数展开的近似线性化不同, 在线性化的过程中没有忽略任何高阶项,是精确且 全局的线性化,因此状态反馈线性化和传统的控制 方法相比能取得更好的控制效果。

1 矩阵变换器模型建立

本文选取的三相-三相矩阵变换器由9个双向 开关组成,每个开关具有双向导通和关断的功能,其 拓扑结构如图1所示^[11-13]。



图 1 9 开关矩阵变换器拓扑结构 Fig.1 Topology of 9-switch MC

图中,输出端电阻为 R,电感为 L; u_a 、 u_b 、 u_c 为矩 阵变换器输出端的 a、b、c 相的电压。令 u_a 为三相负 载中心的相电压; i_a 、 i_b 、 i_c 为负载上 a、b、c 三相的电 流。则矩阵变换器输出侧的电压方程为:

$$\begin{aligned} u_{a} &= L \frac{di_{a}}{dt} + Ri_{a} + u_{n} \\ u_{b} &= L \frac{di_{b}}{dt} + Ri_{b} + u_{n} \\ u_{c} &= L \frac{di_{c}}{dt} + Ri_{c} + u_{n} \end{aligned}$$
(1)

对式(1)进行变换,引入 Park 变换矩阵[14-15]:

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \ \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \ \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\omega t) \ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \ \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

 ω 取期望的输出角频率 ω_0 ,则从 a、b、c 三相转化 成 d、q 两相,可以得到:

$$\begin{cases} L\dot{i}_{d} = u_{d} - Ri_{d} - L\omega_{0}i_{q} \\ L\dot{i}_{q} = u_{q} - Ri_{q} - L\omega_{0}i_{d} \end{cases}$$
(2)

将式(2)整理成仿射非线性系统的标准形式:

$$\begin{bmatrix} i_{d} \\ i_{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_{0}i_{q} - \frac{R}{L}i_{d} \\ -\omega_{0}i_{d} - \frac{R}{L}i_{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{d} \\ u_{q} \end{bmatrix}$$
(3)

即有:

$$\mathbf{x} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u}$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\omega_0 i_q - R i_d / L & -\omega_0 i_d - R i_q / L \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

$$\mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) & \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 / L & 0 \\ 0 & 1 / L \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d & u_q \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

2 系统的相对阶和精确线性化判断

式(3)为系统的状态方程,为了得到一个完整的 系统,构建输出方程:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$
(4)

完整的仿射非线性系统为:

针对上述仿射非线性系统,求出该系统的相对阶:

$$L_{g_1}L_f h_1 = \frac{\partial h_1}{\partial \boldsymbol{x}} \boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \neq 0 \qquad (6)$$

$$L_{\mathbf{g}_{2}}L_{f}h_{2} = \frac{\partial h_{2}}{\partial \mathbf{x}}\mathbf{g}_{2}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \neq 0 \qquad (7)$$

其中, L_{g_1} 为输出函数 h_1 对矢量场 $g_1(x)$ 的导数; L_{g_2} 为输出函数 h_2 对矢量场 $g_2(x)$ 的导数; L_f 为输出函数h对矢量场f(x)的导数。

从式(6)、(7)可以看出,系统的相对阶 r=r₁+r₂= 1+1=2,而系统的阶次 n=2,所以 r=n。

根据式(5)可得系统的2个矢量场集合:

$$\boldsymbol{D}_{1} = \boldsymbol{g}_{1}(\boldsymbol{x}) = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(8)

$$\boldsymbol{D}_2 = \begin{bmatrix} \boldsymbol{g}_1(\boldsymbol{x}) & \boldsymbol{g}_2(\boldsymbol{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/L & 0\\ 0 & 1/L \end{bmatrix}$$
(9)

其中,**D**2为非奇异的,且**D**1、**D**2是对合的,系统满足可精确线性化的2个条件,因此该系统可以进行状态 反馈线性化^[18-19]。

3 矩阵变换器的非线性控制器设计

矩阵变换器的状态反馈线性化系统的结构框图 如图 2 所示^[20]。



图 2 矩阵变换器的状态反馈线性化系统结构框图 Fig.2 Structural diagram of state feedback linearization system of MC

基于状态反馈线性化理论的矩阵变换器控制器 的设计步骤如下。

用
$$z_1, z_2$$
 代替 $y_1, y_2,$ 则式(3)可以化为:

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_0 i_q - \frac{R}{L} i_d \\ -\omega_0 i_d - \frac{R}{L} i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$$
(10)

整理式(10)得:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_0 i_q + \frac{R}{L} i_d \\ \omega_0 i_d + \frac{R}{L} i_q \end{bmatrix}$$
(11)

计算后可得:

$$\begin{cases} u_d = Lz_1 + \omega_0 Li_q + Ri_d \\ u_q = Lz_2 + \omega_0 Li_d + Ri_q \end{cases}$$
(12)

将式(12)代入式(3)中,可得:

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = z_1 \\ \dot{y}_2 = z_2 \end{cases}$$
(13)

因此,当控制器为式(12)时,经坐标变换后得到 新线性系统即为式(13),显然系统由一个非线性系 统转化成一个简单的线性系统,控制器设计完毕。

为了实现输出电流的跟踪控制,同时考虑到系 统参数可能对系统偏差造成影响,新的控制量可以 按照下式进行选取:

$$\begin{vmatrix} z_{1} = \dot{y}_{1ref} - k_{11}e_{1} - k_{12} \end{vmatrix} e_{1}dt - k_{13} \dot{e}_{1} \\ z_{2} = \dot{y}_{2ref} - k_{21}e_{2} - k_{22} \end{vmatrix} e_{2}dt - k_{23} \dot{e}_{2}$$

$$e_{1} = y_{1ref} - y_{1}, \quad e_{2} = y_{2ref} - y_{2}$$
(14)

 \mathbf{P}_{i} i =

其中, y_{1ref}、y_{2ref}分别为 y₁、y₂ 的期望值。 整理式(14), 可得:

$$\begin{cases} (1+k_{13})\ddot{e}_1 + k_{11}\dot{e}_1 + k_{12}e_1 = 0\\ (1+k_{23})\ddot{e}_2 + k_{23}\dot{e}_2 + k_{23}e_2 = 0 \end{cases}$$
(15)

将 \ddot{e}_1 、 \ddot{e}_2 的系数归一化后可得:

$$\begin{cases} \ddot{e}_1 + k'_{11}\dot{e}_1 + k'_{12}e_1 = 0\\ \ddot{e}_2 + k'_{21}\dot{e}_2 + k'_{22}e_2 = 0 \end{cases}$$
(16)

由式(14)和式(16)可以看出,调整式(14)中的 k_{ij}(*i*=1,2;*j*=1,2,3),就可实现系统跟踪误差趋于零, 保证系统的精确性和稳定性。

4 控制系统仿真

为了验证系统的正确性和有效性,利用 MATLAB/ Simulink 进行仿真实验。矩阵变换器采用双空间矢 量调制策略,该策略将矩阵变换器分成整流和逆变 2 个环节。状态反馈线性化控制器的控制量 *i*_a、*i*_a 作为 虚拟整流环节的输入相电流矢量。虚拟逆变环节的 调制量由输出线电压空间矢量结合设定的输出频率 得到,然后对虚拟逆变环节进行调制,最后将虚拟整 流和逆变环节相结合得出矩阵变换器的开关组合。

矩阵变换器的开关器件采用理想的开关模型, 矩阵变换器的具体参数为:电压源电压为 220 V;输入频率 f=50 Hz;输入侧电感 $L_f=1$ mH,输入侧电容 $C_f=20$ μ F;输出侧电阻 R=5 Ω ;输出侧电感 L=15 mH;输出频率 $f_0=10$ Hz;输出功率 $P_{out}=1000$ W。

由图 2 可知,本次仿真要调整的参数为 2 个 PID 模块中的 6 个参数,选取:d 轴上的增益 k₁₁=3000、k₁₂= 30、k₁₃=2;g 轴上的增益 k₂₁=2380、k₂₂=20、k₂₃=0。

下面针对三相输入电压不对称和三相负载不 对称2种情况进行仿真。

4.1 三相输入电压不对称情况

三相不平衡输入电压分别为: $u_a = 200 \sin(\omega t)$, $u_b = 220 \sin(\omega t - 140^\circ)$, $u_c = 220 \sin(\omega t - 240^\circ)$ 。该情 况下的仿真结果如图 3 所示,图中, i_d^* 、 i_q^* 分别为 i_d 、 i_q 的设定值。

当输入电流为正弦波时,电流的有功分量为电流幅值,无功分量为零。从图 3 中可以看出,*i_d*,*i_q* 的跟踪效果很好,两者均在 0.02 s 前达到设定值,*i_d* 的稳态误差小于 0.2 A,*i_q* 的稳态误差小于 0.1 A。变频后的三相电流也有较好的波形。从 a 相电流的谐波分析图可以看出 a 相电流的谐波含量为 0.26%,谐波很小。

同样的输入电压下,未采用反馈线性化方法时的 输出电流如图4所示。

由图 4 可见,未采用状态反馈线性化控制方法时 的输出侧电流波形出现不对称,并且电流波形出现 畸变,谐波含量较高,对电流的控制结果没有状态反



图 3 三相输入电压不对称时 MC 的输出电流和 a 相谐波分析结果

Fig.3 MC output current waveforms and phase-a harmonic current spectrum when three-phase voltage inputs are asymmetrical





图 4 未采用设计的控制器情况下,三相输入电压 不对称时 MC 的输出电流及谐波分析结果

Fig.4 Output currents and harmonic current spectrum of MC without designed controller when three-phase voltage inputs are asymmetrical

馈线性化控制方法好。

4.2 三相负载不对称情况

令三相负载为: R_a =6 Ω , R_b =5 Ω , R_c =5 Ω ; L_a =15 mH, L_b =15 mH, L_c =17 mH。此时负载不对称,系统的 仿真结果如图 5 所示。





current spectrum when three-phase loads are asymmetrical

由图 5 可知,在三相电阻、电感均不平衡时,跟 踪电流 *i_d、i_q* 依然能够快速地趋于设定值,稳态误差 均在 0.2 A 以内。a 相的谐波含量为 0.28%,含量很 小。仿真结果说明在负载不平衡时,系统有良好的 调控效果。

未采用反馈线性化方法情况下,负载不对称时 矩阵变换器的输出电流及其谐波分析结果如图 6 所示。

由图 6 可见,未采用状态反馈线性化控制方法时 的输出侧电流波形谐波含量高,为 2.18%,与状态反 馈线性化控制方法相比较,输出电流在 0.02 s 之后才 逐渐稳定,由此可见状态反馈控制方法具有更快的响 应速度。

综合上述2种非正常工况下的仿真结果可知, 采用状态反馈进行控制的系统响应速度快、抗干扰 能力强,大幅提高了系统对输出电流的控制能力。

5 硬件实现

为了验证所设计的控制器的有效性,本文采用 TI 公司的 TMS320F2812DSP 设计矩阵变换器的样 机。图 7 给出了硬件系统结构图,采用的主要元器件



图 6 未采用设计的控制器情况下,三相不对称负载时 MC 的输出电流波形及 a 相谐波分析结果

Fig.6 Output current waveforms and phase-a harmonic current spectrum of MC without designed controller when three-phase loads are asymmetrical



图 7 硬件系统结构图 Fig.7 Structure of hardware system

为主控芯片 2812DSP、电流传感器 CHB-25NP/SP6、

电压传感器 CHV-25P/50A、隔离光耦 TLP250、大功率开关 IGBT、大功率电阻等。硬件实验参数为:三相输入电压 220 V,相位互差 120°,输入侧电容、电感、电阻和仿真一致,负载电阻 $R=5 \Omega$ 、电感 L=15 mH。考虑到电网电压和负载每时刻不可能是完全对称的,因此该实验视为电网、负载不对称情况下的综合实验。

矩阵变换器系统搭建完毕后调节系统,调试后得 到示波器波形如图 8 所示。从图中可以看出经过开 关矩阵调节后,输出侧的电流波形理想。因此,本文 从实物层面上证明了设计基于状态反馈线性化的控 制器对矩阵变换器有着良好的控制效果。



图 8 MC 输出侧 a 相实际电流波形 Fig.8 Phase-a current waveform of MC output

6 实验现象原因分析

综合对比状态反馈线性化控制和常规控制作用 下系统输出电流波形可以发现:在系统本身的参数 (电阻、电感)或者电源输入变化时,常规控制的系统 响应速度较慢(见图 3—6),并且输出电流的谐波含 量大(见图 4、6),常规控制作用下三相输出电流不 对称,控制作用不明显。造成这种现象的原因解释 为:式(2)所示的系统为非线性,由控制理论可以知 道,常规控制方法(见图 2)只适合线性定常系统,对 于非线性系统就无能为力。由于状态反馈线性化通 过反馈作用把非线性系统变成了线性系统,即使被控 对象的结构参数发生变化,通过实时反馈使得其保持 线性系统的本质,因而对系统的参数变化具有很好 的鲁棒性和参数适应性。

7 结论

本文从状态反馈线性化的角度出发设计矩阵变 换器系统的控制器,充分利用了矩阵变换器的结构 特性,从仿真以及硬件实验可以得出以下结论:

a. 该控制器物理意义清晰,参数调节方便;

b. 与未采用状态反馈线性化控制器的系统相比较,该控制器在输入三相不对称电压、三相负载不平衡等特殊情况下,具有系统响应时间短、鲁棒性强的优势;

c.矩阵变换器在反馈线性化的控制作用下,控制效果好,谐波含量很少,具有良好的工程应用前景。

参考文献:

- [1] 杨喜军, 龚幼民, 叶梵生. 矩阵变换器的理论与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010:1-13.
- [2] 孙凯,周大宁,梅杨. 矩阵式变换器及其应用[M]. 北京:机械工 业出版社,2007:89-94.
- [3] 陈罗湘,朱建林. 采用过调制技术的矩阵变换器应用技术研究[J].
 电力自动化设备,2006,26(8):23-26,62.
 CHEN Luoxiang,ZHU Jianlin. Application of matrix converter based on over modulation[J]. Electric Power Automation Equipment,2006,26(8):23-26,62.
- [4] 王兴伟,林桦,佘宏武,等. 矩阵变换器在非正常输入电压下的调制方法[J]. 电力自动化设备,2011,31(1):19-22.
 WANG Xingwei,LIN Ye,SHE Hongwu,et al. Matrix converter

modulation with abnormal input voltage[J]. Electric Power Automation Equipment,2011,31(1):19-22.

- [5] 邓文浪,杨欣荣,朱建林,等. 非正常输入情况下双级矩阵变换器 调制策略的改进[J]. 电工技术学报,2007,22(1):97-102. DENG Wenlang,YANG Xinrong,ZHU Jianlin,et al. Two-stage matrix converter modulation strategy improvement under abnormal input cases[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007,22(1):97-102.
- [6] BLAABJERG F,CASADEID D,KLUMPNER C,et al. Comparison of two current modulation strategies for matrix converters under unbalanced input voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(2):289-296.
- [7] KANG J K, HARAH H, YAMAMOTOE E, et al. The matrix

converter drive performance under abnormal input voltage conditions[C]//Proceedings of Power Electronics Specialists Conference. Vancouver, Canada: IEEE, 2001:1089-1095.

- [8] 孙凯,黄立培,松濑贡规. 矩阵式变换器在非正常工况下的补偿 控制[J]. 清华大学学报:自然科学版,2007,47(7):1093-1096. SUN Kai,HUANG Lipei,MATSUSE Kouki. Matrix converter in abnormal conditions compensation control[J]. Journal of Tsinghua University:Science & Technology Edition,2007,47(7):1093-1096.
- [9] 王孝洪,吴捷,杨金明,等. 矩阵式变换器电流环无源性控制[J]. 控制理论与应用,2008,25(1):341-343.
 WANG Xiaohong,WU Jie,YANG Jinming, et al. Passivity control for current-loop of matrix converter[J]. Control Theory & Applications,2008,25(1):341-343.
- [10] 王孝洪,杨金明,潘晓明,等. 矩阵变换器输入电流的无源性控制[J]. 控制理论与应用,2010,27(8):1047-1052.
 WANG Xiaohong,YANG Jinming,PAN Xiaoming,et al. Passivity-based control for current of input side in matrix convertor [J]. Control Theory & Applications,2010,27(8):1047-1052.
- [11] SAHOO A K, MEENAKSHE J, DASH S S, et al. Analysis and simulation of matrix converter using PSIM[J]. The 7th International Conference on Power Electronics. Daegu, Korea: IEEE, 2007: 3385-3395.
- [12] LEE M Y, WHEELER P, KLUMPNER C. Space-vector modulated multilevel matrix converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(10): 3385-3394.
- [13] 粟梅,桂卫华,孙尧,等. 矩阵变换器技术及应用研究[J]. 大功率变流技术,2010(1):31-38.
 SU Mei,GUI Weihua,SUN Yao,et al. Matrix converter technology and application research[J]. High Power Converting Technology, 2010(1):31-38.
- [14] 邓文浪,杨欣荣,朱建林. 基于 dq 稳态模型的双级矩阵变换器 功率特性研究[J]. 系统仿真学报,2008,20(11):2846-2850.
 DENG Wenlang,YANG Xinrong,ZHU Jianlin. Power characteristics analysis of two-stage matrix converter based on dq steady model[J]. Journal of System Simulation,2008,20(11): 2846-2850.
- [15] 陈希有,陈学允. 基于 PARK 变换的空间矢量调制矩阵变换器 的暂态分析[J]. 中国电机工程学报,2000,20(5):80-84. CHEN Xiyou,CHEN Xueyun. Park transformation based the transient analysis for the space vector modulated matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE,2000,20(5):80-84.
- [16] 张涛. 基于自适应反馈线性化控制的交流伺服系统[C]//第三 十一届中国控制会议. 合肥,中国:中国自动化学会控制理论专 业委员会,2012:711-714.
 ZHANG Tao. The AC servo system based on the self-adapting feedback linearization control[C]//The 31st Chinese Control Conference. Hefei,China;TCCT,2012;711-714.
- [17] GAO Fang. Voltage control of a matrix converter as the interface medium for a distributed generation unit [D]. Toronto, Canada: University of Toronto, 2008.
- [18] 王久和. 电压型 PWM 整流器的非线性控制[M]. 北京:机械工 业出版社,2010:90-124.
- [19] 乐江源,谢运祥,洪庆祖,等. Boost 变换精确反馈线性化滑模变 结构控制[J]. 中国电机工程学报,2011,31(30):16-23.
 - LE Jiangyuan, XIE Yunxiang, HONG Qingzu, et al. Sliding

mode control of Boost converter based on exact feedback linearization[J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(30):16-23.

[20] 刘锦波,明文龙. 三态 Boost 型 DC/DC 变换器的数学模型及其 输入/输出反馈线性化非线性控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2010,30(增刊1):171-177.

LIU Jinbo, MING Wenlong. Mathematical model and its input/ output feedback linearization nonlinear control method of tristate Boost type DC/DC converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2010,30(Supplement 1):171-177.

作者简介:



潘月斗(1966—),男,吉林吉林人,副 教授,博士研究生,主要研究方向为交流电 动机智能控制理论、高速高精交流电动机驱 动系统的计算机数字控制系统设计(E-mail: vdpan@ustb.edu.cn);

郭 凯(1992一),男,湖南张家界人, 硕士研究生,主要研究方向为交流异步电动 机交交变频的控制理论及数字化设计。

Nonlinear control of matrix converter based on state feedback linearization

PAN Yuedou, GUO Kai, CHEN Jiyi, XU Jie

(School of Automation & Electrical Engineering, University of Science and Technology Beijing,

Beijing 100083, China)

Abstract: In order to avoid the impact of asymmetric grid-voltage and loads on the output current of MC (Matrix Converter), an MC nonlinear controller based on state feedback linearization is designed to precisely track the output current in real time. The mathematical model of MC output is built according to its topology and then transformed into a standard radiation nonlinear system by Park transformation, based on which, a state feedback linearization controller is designed. The MC with the designed controller and the traditional MC are compared by the simulation with MATLAB/Simulink, and the simulative results show that, the output current of the MC with the designed controller is effectively improved in abnormal working conditions, such as asymmetric three-phase voltage inputs, unbalanced three-phase loads. The designed controller is applied to an MC prototype and the commissioning results show its feasibility.

Key words: matrix converter; double space vector modulation; radiation nonlinear system; nonlinear system; state feedback linearization; control

(上接第 69 页 continued from page 69)

SIDO Buck PFC converter operating in critical continuous conduction mode

LIU Xueshan, XU Jianping, WANG Nan

(Key Laboratory of Magnetic Suspension Technology and Maglev Vehicle, Ministry of Education, School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: A kind of SIDO (Single-Inductor Dual-Output) Buck PFC (Power Factor Correction) converter operating in CRM (CRitical continuous conduction Mode) is proposed with the control strategy and its operating characteristics are analyzed. The time-sharing multiplexing of the single inductor is controlled to achieve the independent regulation of two output circuits. The minimum turn-off time of power switch is limited by the controller when the input voltage is close to the voltage of each output branch for facilitating the time-sharing multiplexing control and reducing the multiplexing frequency when the inductor is operating in CRM and the input current is near the zero-crossing point. Compared with the conventional two-stage multi-output PFC converter, this SIDO PFC converter has less controller and inductor, resulting in smaller size, lower cost and higher efficiency. Experimental results show the excellent control performance of the proposed converter; high efficiency, high power factor and high output accuracy.

Key words: Buck; electric converters; power factor correction; single-inductor dual-output; critical continuous conduction mode; single stage; time-sharing multiplexing control

82